

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平7-183927

(43) 公開日 平成7年(1995)7月21日

(51) IntCl.⁶

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

H 0 4 L 27/227

9297-5K

H 0 4 L 27/ 22

J

審査請求 有 請求項の数 2 O L (全 5 頁)

(21) 出願番号 特願平5-326772

(22) 出願日 平成5年(1993)12月24日

(71) 出願人 000004237

日本電気株式会社

東京都港区芝五丁目7番1号

(72) 発明者 福士 幹雄

東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内

(72) 発明者 富田 秀穂

東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内

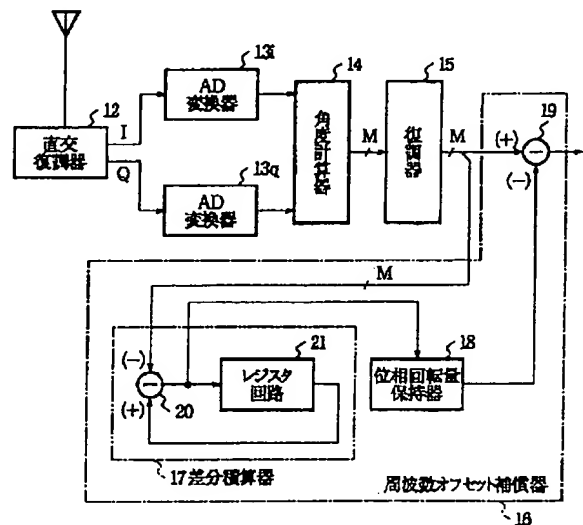
(74) 代理人 弁理士 京本 直樹 (外2名)

(54) 【発明の名称】 多相位相変調信号の遅延検波装置

(57) 【要約】

【目的】 プリアンブル信号期間中に検出した周波数オフセットに基づく位相回転量をデータ信号の復調に用い、ビット誤り率を抑制する。

【構成】 多相 (2のN乗相) 位相変調した信号を受信し、この多相位相変調信号を直交成分ごとにAD変換し、AD変換出力から直交成分 I、Q が互いになす角度を精度 M ビットで計算し、角度検出出力を遅延検波して復調する。周波数オフセット補償器 16 が、プリアンブル信号期間における位相回転量 M ビットについて、隣接するシンボル間の差分を数シンボル機関に亘って相加平均して周波数オフセットに基づく位相回転量を求め、この位相回転量をデータ信号期間中も保持して復調出力から減算することにより、復調歪を低減する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 プリアンブル信号と後続のデータ信号を直交成分に分けて多相（2のN乗相）位相変調した信号を受信し、該多相位相変調信号を直交成分ごとにAD変換するAD変換器と、該AD変換器の出力から前記直交成分が互いになす角度を精度Mビットで計算する角度計算器と、該角度検出器の出力を遅延検波して位相回転量を求め復調する復調器と、前記プリアンブル信号期間における該復調器の出力位相回転量のMビットについて、隣接するシンボル間の差分を数シンボル期間に亘って相

加平均して周波数オフセットに基づく位相回転量を求め、この周波数オフセットによる位相回転量をデータ信号期間中も保持して前記復調器の復調出力から減算する周波数オフセット補償手段とを具備することを特徴とする多相位相変調信号の遅延検波装置。

【請求項2】 前記周波数オフセット補償手段は、前記プリアンブル信号期間における前記復調器の出力位相回転量のMビットについて、隣接するシンボル間の差分を数シンボル期間に亘って積算する差分積算器と、該差分積算器の出力を積算区間のシンボル数で除し、平均値と

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、プリアンブル信号期間中に周波数オフセットに基づく位相回転量を求め、この位相回転量を用いてデータ信号の復調出力に含まれる周波数オフセットを補償するようにした多相位相変調信号の遅延検波装置に関する。

【0002】

【従来の技術】親局と複数の子局間でバースト状に行われる多方向通信システムには、PSK（位相シフトキーイング）変調を用いたシステムが多く、搬送周波数のずれ、すなわち周波数オフセットが復調歪みとなって誤り率特性に重大な影響を及ぼす。

【0003】このため、周波数オフセットに基づく位相回転量が自動的に補償できるよう、例えば受信側で搬送波再生を行って入力波との位相比較を行い、位相同期発振器の発振周波数を入力周波数に自動追従させる位相同期ループ式同期検波装置などが提案されている。しかし、この種の同期検波装置は、親局側から見たバーストの位相が子局ごとに異なるために、時分割で複数の子局に対応する親局の位相同期ループによる追随即応性にどうしても限界があり、バーストに対する初期同期を短縮する目的で、例えば図3に示したように、送信データ信号の先端にプリアンブル信号を付加する送信方式が提案された。ただし、プリアンブル信号の付加された送信デ

ータ信号を受信する構成とした場合、同期検波装置はプリアンブル信号から搬送波を再生するための回路が複雑化しやすく、製造コストも高くつく欠点があり、そこで入力信号対雑音比と誤り率の関係は多少犠牲になるが、搬送波再生が不要で回路規模も小さくて済む遅延検波装置の有用性が注目されるようになった。

【0004】遅延検波装置は、プリアンブル信号と後続のデータ信号を直交成分に分けて多相位相変調された信号を受信アンテナにて捕捉し、直交2相復調した後、直交成分ごとにAD変換して遅延検波する。遅延検波は、受信した多相位相変調信号を1ビット分遅延して遅延ローカル信号とし、この遅延ローカル信号を遅延前の多相位相変調信号と位相比較して位相回転量を検出することにより行われ、復調信号 $S(t)$ は、多相位相変調信号 $R(t)$ に遅延ローカル信号 $L(t)$ を乗算したものと等価である。

【0005】ここで、搬送角速度を ω_c 、シンボル周期を T としたときに、2のN乗相位相変調の第M相に対しては、位相変調信号 $\theta(t)$ の1シンボル期間差分 $\Delta\theta(t) = \theta(t) - \theta(t-T)$ を、

$$\Delta\theta(t) = 2\pi k/M \quad \text{ただし、} k \text{ は } 0, 1, \dots, M-1 \text{ なる整数}$$

$$\omega_c T = (\pi/M) + 2\pi n \quad \text{ただし、} n \text{ は整数}$$

のごとく選ぶことにより、

$$I(t) = \operatorname{Re}[S(t)] = \cos[\Delta\theta + (\pi/M)] = \alpha \cos \Delta\theta - \beta \sin \Delta\theta$$

$$Q(t) = \operatorname{Im}[S(t)] = \sin[\Delta\theta + (\pi/M)] = \alpha \sin \Delta\theta + \beta \cos \Delta\theta$$

$$\text{ただし、} \alpha = \cos(\pi/M), \beta = \sin(\pi/M)$$

なる直交復調により復調できることが分かる。

【0006】しかしながら、こうした遅延検波では、搬送周波数が $\Delta\omega_c$ だけずれると、初期位相設定 $\omega_c T$ に対して $\Delta\omega_c T$ の位相ずれとなって表れるため、例えば2相PSKの場合すなわち $M=2$ （ $N=1$ ）の場合は、位相ずれが零のときの復調信号が

$$S(t) = \pm 1$$

であるのに対し、

$$S(t) = \pm \cos(\Delta\omega_c T)$$

だけ復調振幅が減少し、耐雑音特性すなわち誤り率特性が劣化してしまう問題があった。

【0007】そこで、こうした周波数オフセットに起因する復調歪を低減するため、例えば特公昭63-38143号公報「遅延検波回路」に開示された装置では、各バーストのプリアンブル信号期間内で位相比較器の出力をサンプル保持し、この値で遅延ローカル信号の位相を変化させ、搬送周波数のずれすなわち周波数オフセットを自動的に補償する構成が採用されている。

【0008】図4に概略構成を示す遅延検波装置は、入力位相変調信号を第1の位相比較器2の一方の比較入力端子に供給するとともに、1ビット遅延器3と可変移相

器4を介して第1の位相比較器2の他方に位相比較入力端子に供給し、さらに入力位相変調信号を、 $\pi/2$ 移相器5にて $\pi/2$ だけ位相したのち第2の位相比較器6に供給し、可変移相器4の出力と位相比較して得られる位相差をサンプル保持回路7に保持させ、サンプル保持回路7が入力位相変調信号の先頭に配置されたプリアンプ信号期間中に位相差を保持し、この位相差をもってデータ信号期間中の可変移相器4の可変移相量を制御することにより、搬送周波数のずれによる復調歪みを補償する構成とされている。すなわち、サンプル保持回路7の出力電圧が正のときは可変移相器4が位相を遅らせるような極性をもたせることで、位相差が零となるようなループ制御が働くようになっている。

【0009】

【発明が解決しようとする課題】この従来の多相位相変調信号の遅延復調装置は、第1の位相比較器2と1ビット遅延器3という遅延検波方式の骨格をなす基本的構成要素の外に、可変移相器4や $\pi/2$ の移相器5或いは第2の位相比較器6や、さらにはサンプル保持回路7等が必要であり、このため装置全体の構成が複雑である。

【0010】また無変調搬送波からなるプリアンプ信号から抽出される周波数オフセットは実質的にはプリアンプ信号期間の最後で決定された周波数オフセットであり、仮にフェージングの影響でプリアンプ信号自体の搬送周波数が時間的に変動したような場合には、特定の時点でサンプル保持回路7に保持された値が必ずしも最も信頼できる周波数オフセットを示す値であるとは限らず、プリアンプ信号期間に得られる周波数オフセットに関する情報を最大限有効活用しきっていないといった課題を抱えていた。

【0011】本発明の目的は、データ信号に先行して送られる無変調搬送波であるプリアンプ信号期間に、周波数オフセットに基づく復調誤差を相加平均し、確率的に見て最も妥当な方法で復調歪を補償することにある。

【0012】

【課題を解決するための手段】本発明は、プリアンプ信号と後続のデータ信号を直交成分に分けて多相（2のN乗相）位相変調した信号を受信し、該多相位相変調信号を直交成分ごとにAD変換するAD変換器と、該AD変換器の出力から前記直交成分が互いになす角度を精度Mビットで計算する角度計算器と、該角度検出器の出力を遅延検波して位相回転量を求め復調する復調器と、前記プリアンプ信号期間における該復調器の出力位相回転量のMビットについて、隣接するシンボル間の差分を数シンボル期間に亘って相加平均して周波数オフセットに基づく位相回転量を求め、この位相回転量をデータ信号期間中も保持して前記復調器の復調出力から減算する周波数オフセット補償手段とを具備することを特徴とする多相位相変調信号の遅延検波装置を提供することによ

り、前記目的を達成するものである。

【0013】また、本発明は、前記周波数オフセット補償手段が、前記プリアンプ信号期間における前記復調器の出力位相回転量のMビットについて、隣接するシンボル間の差分を数シンボル期間に亘って積算する差分積算器と、該差分積算器の出力を積算区間のシンボル数で除し、平均値として得られた周波数オフセットに基づく位相回転量をデータ信号期間中も保持する位相回転量保持器と、該位相回転量保持器が保持する位相回転量を前記復調器の復調出力から減算する減算器とからなることを特徴とする多相位相変調信号の遅延検波装置を提供することにより、前記目的を達成するものである。

【0014】

【作用】本発明によれば、プリアンプ信号と後続のデータ信号を直交成分に分けて多相（2のN乗相）位相変調した信号を受信し、該多相位相変調信号を直交成分ごとにAD変換し、AD変換出力から前記直交成分が互いになす角度を精度Mビットで計算し、角度検出出力を遅延検波して位相回転量を求め復調し、プリアンプ信号期間における復調出力のMビットについて、隣接するシンボル間の差分を数シンボル期間に亘って相加平均して周波数オフセットに基づく位相回転量を求め、この位相回転量をデータ信号期間中も保持して復調出力から減算することにより、周波数オフセットを補償して復調歪を低減することができる。

【0015】

【実施例】以下、本発明の実施例について、図1、図2を参照して説明する。図1は、本発明の多相位相変調信号の遅延検波装置の一実施例を示す概略回路構成図、図2は、4相位相変調信号を復調した場合の信号点配置図である。

【0016】図1に示す多相位相変調信号の遅延検波装置11は、プリアンプ信号と後続のデータ信号を直交成分に分けて4相位相変調した信号を受信するものであり、受信信号のデータ構成は図3に示した通りである。すなわち、例えば各4シンボルのSD（開始データ）およびNWID（ネットワークIDデータ）と4シンボルのED（終了データ）との間に適宜シンボル数のデータ信号が挟まれており、プリアンプ信号はSDの直前に148シンボルが付加されている。

【0017】受信アンテナにて補足された4相位相変調信号は、直交復調器12にて直角2相復調された後、直交成分ごとすなわちI成分（同相成分）とQ成分（直交成分）ごとに対応するAD変換器13i、13qに送り出され、例えば4ビットAD変換される。両AD変換器13i、13qのAD変換出力は角度計算器14に供給され、ここで直交成分IとQが互いになす角度 θ が精度M（例えば6）ビットで計算される。角度計算器14にて得られた直交成分のなす角度データは、復調器15に供給され遅延検波により位相回転量が求められる。

【0018】復調器15には、周波数オフセット補償器16が接続しており、プリアンブル信号期間内に求めた復調誤差の平均値がデータ信号に対して補償されるようになっている。周波数オフセット補償器16は、プリアンブル信号期間における復調器15の出力位相回転量のうち、M（ここでは6）ビットについて、隣接するシンボル間の差分を数シンボル期間に亘って積算する差分積算器17と、差分積算器17の出力を積算区間のシンボル数L（例えば30）で除し、平均値として得られた周波数オフセットに基づく位相回転量をデータ信号期間中も保持する位相回転量保持器18と、位相回転量保持器18が保持する位相回転量を復調器15の復調出力から減算する減算器19とから構成される。実施例に示した差分積算器17は、差分演算用の減算器20と、減算器20の出力を保持し、ラッチ出力を減算器20の被減算入力とするレジスタ回路21とで構成される。

【0019】ところで、AD変換器の出力4ビットは、2の補数形式であり、最上位ビットの「1」は-を表し、「0」は+を表す。このため、QPSKすなわち2の二乗相（ $N=2$ ）PSKで変調された位相変調信号を受信した場合は、図2に示したように、4ビットのうち下位3ビットが角度 $\pi/4$ を8分割した位相情報を担うことになる。また、角度計算器14の出力6ビットb1～b6のうち、最上位ビットb1と続く第2位のビットb2は、計算された角度 θ が第1～第4象限のうちの第何象限の角度であるかを表しており、第3位ビットb3は象限の正負を表している。さらにまた、下位3ビットb3～b6は、角度 θ が $\pi/4$ の範囲を8分割した領域のいずれに該当するかを表す。

【0020】復調器15における位相回転量の計算は、1シンボル前の角度計算値と現在の角度計算値との差をとって位相回転量を算出することで行われる。この場合、復調器15の復調出力のうち、上位2ビットがデータであり、下位4ビットはデータ品質を意味する。

【0021】実施例の場合、差分積算器17は、プリアンブル受信中に全64ビットの1シンボルごとの差をL（=30）シンボル区間に亘って区間積算する。具体的には、減算器20の出力を保持するレジスタ回路21の出力から、1シンボルごとの復調出力を減算器20にて減算し、再びレジスタ回路21に保持させることにより、区画積算が行われる。減算器20の出力は、位相回転量保持器18に保持され、ここで積算シンボル数Lにより除算され、この平均値演算により周波数オフセットに基づく位相回転量が算出される。

【0022】こうして算出された周波数オフセットに基づく位相回転量は、プリアンブル信号に連なる1回のデータ受信中は、固定値としてずっと出力され続け、データ信号から算出された位相回転量に含まれるオフセット値を相殺する値として、減算器19において復調器15の出力から減算される。

【0023】このように、本実施例は、プリアンブル信号期間における復調出力のうちM（=6）ビットについて、隣接するシンボル間の差分を30シンボル期間に亘って相加平均して周波数オフセットに基づく位相回転量を求め、この位相回転量をデータ信号期間中も保持して復調出力から減算する構成としたから、ただ単にプリアンブル信号期間中の特定の時点で周波数オフセットを求めるのとは異なり、データ信号の先頭に付されたプリアンブル信号から、位相回転量に基づいて数シンボル期間に亘る搬送周波数ずれすなわち周波数オフセットの平均値を導き出すことができる。このため、仮にフェージングの影響でプリアンブル信号自体の搬送周波数が時間的に変動することがあっても、フェージングによる一過性の周波数オフセットは平滑化され、確率論的に最も妥当な周波数オフセットが導き出されることで、歪の少ない安定した復調が可能である。さらに、平均値演算に必要な時間からプリアンブル信号期間を逆指定することにより、プリアンブル信号期間を必要最小限の長さに短縮して通信効率を高めることが可能である。

【0024】また、周波数オフセット補償器16は、補償結果を帰還させないオープンループ式であり、差分積算器と位相回転量保持器18と減算器19とから構成することができるため、周波数オフセット補償に必要な部分の回路構成が簡単であり、また差分積算器17も、減算器20とその減算出力を保持して減算器の被減算入力とするレジスタ回路21から構成できるため、複雑な回路構成とすることなく、確実に周波数オフセットの補償が可能であり、しかもクロズドループ式の自動周波数制御に比べても遜色のない周波数オフセット補償が可能である。

【0025】なお、上記実施例では、4相位相変調した信号を遅延検波する場合を例にとったが、多相（2のN乗相）位相変調の相数を規定する値Nは2に限定されず、例えば2相位相変調（ $N=1$ ）や8相位相変調（ $N=3$ ）或いは16相位相変調（ $N=4$ ）のごとく、Nは任意の整数に選ぶことができる。また、本発明の遅延検波装置は、情報変調として多相位相変調した信号をさらにスペクトラム拡散変調した信号を検波することも可能であり、その場合はFDMA（周波数分割多重方式）やTDMA（時分割多重方式）やCDMA（符号分割多重方式）など、いずれの送信方式にも対応することができる。

【0026】

【発明の効果】以上説明したように、本発明の多相位相変調信号の遅延検波装置は、仮にフェージングの影響でプリアンブル信号自体の搬送周波数が時間的に変動することがあっても、相加平均によりフェージングに起因する一過性の周波数オフセットを平滑化し、確率論的に最も妥当な周波数オフセットを導き出すことができる。これにより歪の少ない安定した復調が可能となり、さらに

また平均値演算に必要な時間からプリアンプル信号期間を逆指定することにより、プリアンプル信号期間を必要最小限の長さに短縮して通信効率を高めることができる等の優れた効果を奏する。

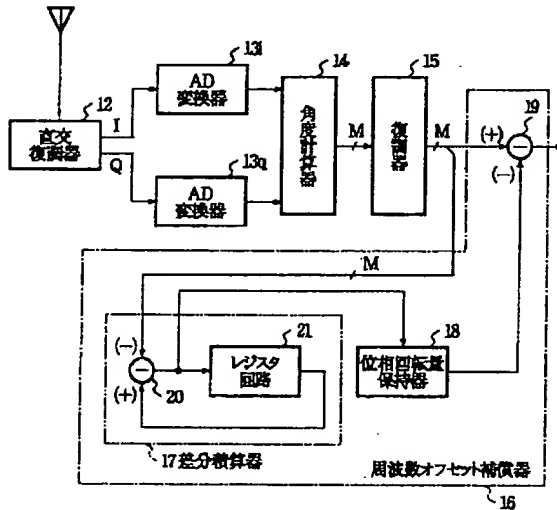
【0027】また、本発明は、周波数オフセット補償手段を、位相回転量保持器と減算器とから構成したので、複雑な回路構成とすることなく、確実に周波数オフセットの補償が可能であり、クローズドループ式の自動周波数制御に比べても遜色のない周波数オフセット補償が可能である等の効果を奏する。

【図面の簡単な説明】

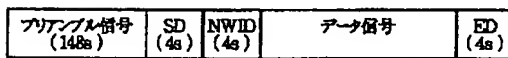
【図1】本発明の多相位相変調信号の遅延検波装置の一実施例を示すブロック図である。

【図2】4相位相変調信号を復調した場合の信号点配置を位相面上に示した図である。

【図1】



【図3】



(s: シンボル数)

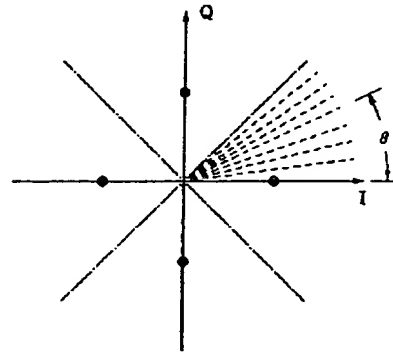
【図3】バースト送信信号のデータ構成を示す図である。

【図4】従来の多相位相変調信号の遅延検波装置の一例を示すブロック図である。

【符号の説明】

- 11 遅延検波装置
- 12 直交復調器
- 13 i, 13 q AD変換器
- 14 角度計算器
- 15 復調器
- 16 周波数オフセット補償器
- 17 差分積分器
- 18 位相回転量保持器
- 19 減算器

【図2】



【図4】

